

ЦИФРОВАЯ ТЕХНОЛОГИЯ ОБРАБОТКИ СВЧ РАДИОСИГНАЛОВ В ШИРОКОМ ЧАСТОТНОМ ДИАПАЗОНЕ

А.Н.Николаев, Ю.Т.Карманов

(Челябинск, Южно-Уральский государственный университет, andrew.n@rambler.ru)

DIGITAL MICROWAVE RADIO SIGNAL PROCESSING TECHNOLOGY IN A WIDE FREQUENCY RANGE

A.N.Nikolaev, Y.T.Karmanov

Повышение требований к техническим характеристикам современных систем радиотехнической разведки (РТР) и радиомониторинга (РМ) обуславливает применение цифровых технологий обработки радиосигналов в таких системах. Одним из важнейших параметров систем РТР и РМ является ширина мгновенного частотного диапазона. Для современных систем РТР и РМ значение этого параметра достигает десятков ГГц. Задача обработки радиосигнала в таком частотном диапазоне может быть решена при помощи широкополосного цифрового монобитного приемника [1].

Обработка радиосигнала в приемнике выполняется на основе монобитного быстрого преобразования Фурье [2]. Суть этого преобразования сводится к следующему. В дискретном преобразовании Фурье:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j \frac{2\pi kn}{N}} \quad (1)$$

ядро функции $e^{-j \frac{2\pi kn}{N}}$ представляется в виде четырех возможных значений:

$$e^{-j \frac{2\pi kn}{N}} = +1, -1, +j, -j.$$

Это позволяет исключить операции умножения в (1), что значительно упрощает аппаратную часть вычислителя и повышает скорость вычислений.

Основной задачей приемника на основе монобитного быстрого преобразования Фурье является измерение несущей частоты радиосигнала [1]. Наряду с несущей частотой важнейшим параметром источника радиосигнала является направление прихода сигнала или пеленг на источник. Существует ряд методов пеленгования источников радиосигнала, основанных на измерении разности фаз принимаемого радиосигнала между элементами антенной решетки. В качестве примера можно привести корреляционный интерферометрический пеленгатор [3].

В докладе показана возможность измерения разности фаз на основе монобитного быстрого преобразования Фурье. Исследования проводились методом статистического моделирования с использованием пакета Matlab. Структура модели показана на рис.1.

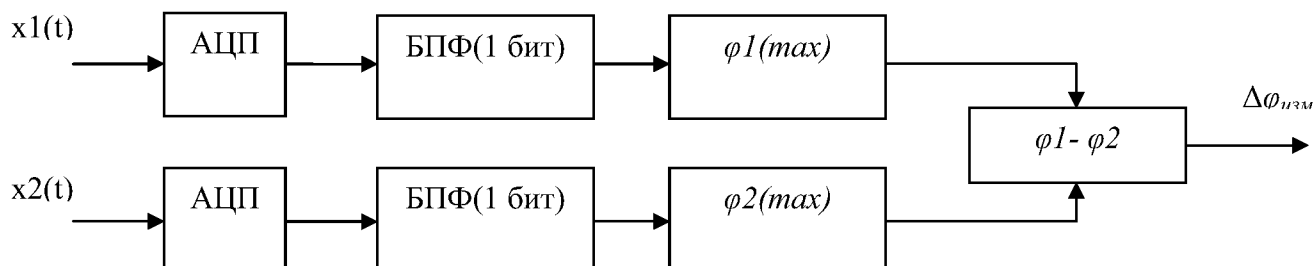


Рис. 1

Модель сигнала на входе АЦП описывается следующими выражениями:

$$x_1(t) = s_1(t) + n(t)$$

$$x_2(t) = s_2(t) + n(t)$$

$$s_1(t) = A \cdot \cos(2\pi f_c t + \varphi_0)$$

$$s_2(t) = A \cdot \cos(2\pi f_c t + \varphi_0 + \Delta\varphi)$$

где $\Delta\varphi$ – разность фаз сигнала и его задержанной копии, A – амплитуда сигнала, φ_0 – начальная фаза сигнала, f_c – несущая частота сигнала, $n(t)$ – белый гауссовский шум.

Преобразование сигнала в АЦП проводится в соответствии со следующим выражением:

$$x(n) = \begin{cases} +1, & x(t_i) \geq 0 \\ -1, & x(t_i) < 0 \end{cases}$$

После вычисления БПФ рассчитывается текущая фаза сигнала для отсчета спектра, соответствующего гармонике с максимальной амплитудой:

$$\varphi_i(max) = \arctg \frac{Q}{I},$$

где I и Q соответственно синфазная и квадратурная составляющие отсчета спектра на выходе БПФ.

Зависимость СКО ошибки измерения разности фаз от истинного значения разности фаз для 1024-точечного монобитного БПФ приведена на рис.2. Кривые 1,2,3,4 соответствуют отношению сигнал шум 10дБ, 20дБ, 30дБ и 40дБ соответственно.

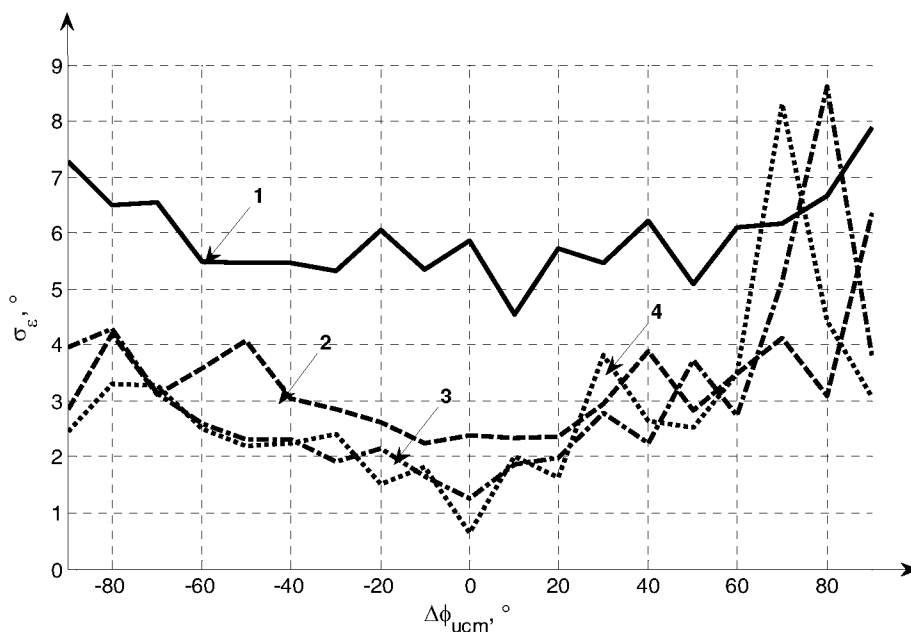


Рис. 2

Полученные результаты позволяют сделать вывод о возможности применения монобитного БПФ для оценки разности фаз в широкополосных пеленгаторах источников радиополучения.

Литература

1. Tsui J. B. Y. Digital Techniques for Wideband Receivers, – 2d ed. – Raleigh, NC 27613: SciTech Publishing Inc, 2004. 571 p.
2. Tsui J. B. Y. Fourier Transform Mechanization Using One Bit Kernel Function, – U.S. Patent №5917737, 1999. 13 p.
3. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / под редакцией А.М.Рембовского.– М.: Горячая линия-Телеком, 2006. 492с.